

# Amplificador Clase J en UHF a GaN HEMT con PAE superior a 80%

Leysi Rizo, Santiago Crespo, María de las Nieves Ruiz, José Ángel García

[lrizo@dicom.unican.es](mailto:lrizo@dicom.unican.es), [santiago.crespo@alumnos.unican.es](mailto:santiago.crespo@alumnos.unican.es), [mariadelasnieves.ruiz@unican.es](mailto:mariadelasnieves.ruiz@unican.es),

[joseangel.garcia@unican.es](mailto:joseangel.garcia@unican.es)

<sup>(1)</sup> Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria, Edif. Lab. I+D Telecomunicaciones, Plaza de la Ciencia s/n, 39005 Santander, ESPAÑA.

**Resumen-** In this paper, the design of a highly efficient power amplifier (PA) for UHF applications, based on GaN HEMT technology, is presented. After reviewing the principles of class J operation, a lumped element implementation of the multi-harmonic output matching network is proposed, aimed to synthesize the desired slightly inductive and reactive termination loads at the fundamental and second harmonic respectively. The PA provides a peak power added efficiency (PAE) over 80%, with a gain profile typical of class AB solutions, and amenable for digital predistortion. The PAE value also keeps over 70% within a 200 MHz bandwidth, while the power capability may reach 30 W for high drain biasing values.

## I. INTRODUCCIÓN

En los últimos años, gracias a los más recientes avances en las técnicas de procesamiento digital de señal, junto con la irrupción de nuevos dispositivos activos de radiofrecuencia o la mejora en las prestaciones de los convertidores DC/DC, se viene prestando especial atención al desarrollo de arquitecturas transmisoras inalámbricas fundamentadas en el uso de la energía. Capaces de superar la limitación ampliamente conocida en términos de linealidad versus eficiencia de los transmisores Cartesianos (IQ) clásicos, dichas arquitecturas están destinadas a soportar de una manera rentable y ecológica el peso del crecimiento exponencial que vienen experimentando las Tecnologías de la Información y las Comunicaciones (TIC).

El amplificador de potencia de RF juega un papel fundamental en el consumo de potencia de un transmisor. Si su eficiencia es pequeña, a cambio de asegurar el cumplimiento de los usualmente restrictivos requisitos de linealidad, los costes de operación del transmisor se disparan considerablemente. El exceso en disipación, además de degradar el funcionamiento del dispositivo, impone la necesidad de utilizar sistemas de ventilación forzada, cuya eficiencia suele ser además muy baja, y que terminan por deteriorar las figuras globales de eficiencia en el uso de la potencia consumida (inferiores a un 10% en estaciones base de telefonía móvil, por usar un ejemplo ampliamente conocido). Es por ello que el diseño de amplificadores de potencia altamente eficientes constituye un factor crucial en el progreso sostenible de los sistemas de comunicaciones inalámbricas [1].

Los amplificadores de potencia en modo conmutado pueden alcanzar altos niveles de eficiencia, en teoría 100%,

mediante la operación de dispositivo como conmutador. En la práctica, la eficiencia se degrada al aumentar la frecuencia de operación, de acuerdo a las limitaciones en su velocidad de conmutación y a los elementos parásitos del dispositivo. Las clases D, E, F/F<sup>1</sup> resultan hoy en día bastante comunes dentro de los amplificadores de potencia. Recientemente, una nueva clase de operación fue introducida por Cripps, la clase J [2], derivada de una aproximación teórica que plantea mejorar simultáneamente los niveles de linealidad y eficiencia. En ella se requiere una terminación ligeramente inductiva del transistor al armónico fundamental, y una reactiva en el segundo armónico, lo que propicia el uso de transistores HEMTs de GaN.

Las mencionadas clases de amplificación son capaces de ofrecer simultáneamente altos niveles de potencia de salida y de eficiencia cuando se obligan a operar en modo saturado, modo en que el comportamiento es marcadamente no lineal. Debido a la creciente demanda de tasas de transmisión de datos cada más elevadas, los sistemas de comunicaciones inalámbricas han adoptado esquemas de modulación de alta eficiencia espectral, los cuales presentan grandes variaciones en la envolvente de la señal, que se traducen en un valor alto de la relación potencia pico a potencia media (PAPR) [1]. Para manejar sin distorsión estas señales, usando amplificadores conmutados como los ya referidos, se requiere necesariamente acudir a topologías tipo “outphasing” o a técnicas de transmisión polar basadas en los conceptos de eliminación y restauración de la envolvente (EER).

En el caso específico de un clase J, la elección de un punto de operación ligeramente por encima de pinch-off, le permite ofrecer un comportamiento bastante lineal cuando es operado por debajo de saturación. Dado que su eficiencia pico puede llegar a ser muy alta, se podría esperar una eficiencia promedio al menos superior a la de las alternativas clásicas (usualmente basadas en amplificadores clase AB), cuando dicho amplificador se excita por la entrada de RF con una señal de alta PAPR.

En este trabajo se propone el diseño de un amplificador de potencia clase J a GaN HEMT en la banda de UHF, con una eficiencia pico por encima del 80% y un perfil de ganancia que, una vez predistorsionado digitalmente, permita cumplir con los requisitos de linealidad sin que la eficiencia promedio se deteriore demasiado.

## II. MODO DE OPERACIÓN CLASE J

En [2], y basado en un trabajo previo de Raab [3], Cripps describe la clase J de amplificación, definiéndola como un modo en el cual la tensión posee componentes armónicas que la hacen tender asintóticamente a una semi-sinusoide rectificada. En la práctica, este comportamiento puede ser aproximado a través de un ajuste de fase apropiado en el armónico de segundo orden. La diferencia clave entre un clase J y los más conocidos clase A, AB y F, es probablemente el requerimiento de una componente reactiva al armónico fundamental.

En cuanto a las diferencias entre el clase J y el clase E, han sido explicadas en detalle en [2], aunque también se citan en [4], y pueden ser consideradas como una condición inicial de la metodología de diseño en cada caso. El punto de partida en el clase J, es el modo lineal clase B (o el clase AB profundo, polarizando ligeramente por encima de pinch-off), donde la forma de onda de la corriente de salida es una senoide clásica con el ángulo de conducción reducido. De acuerdo a esto, se esperaría que el clase J tuviese un comportamiento lineal, similar al de un amplificador clase AB operando con el mismo ángulo de conducción. El punto de partida para el diseño de un clase E [5], sin embargo, consiste en asumir que el dispositivo activo se comporta como un conmutador ideal. De esta manera, cualquier implementación práctica del clase E requeriría forzar la operación del dispositivo alternándose entre pinch-off y zona óhmica, lo que usualmente implica que sea forzado a recortar la señal en los límites impuestos por la alimentación durante una parte del ciclo de RF [6]. Esto produce un comportamiento muy no lineal, asociado por otra parte a los altos niveles de eficiencia que se pueden ser alcanzar.

La forma de onda de tensión del clase J puede ser “diseñada” usando las terminaciones pasivas apropiadas para el segundo armónico y para el fundamental. En este sentido, una componente fundamental elevada puede compensar las pérdidas de potencia debidas al uso de una carga reactiva, un resultado contra-intuitivo que se discute en detalle en [2]. El diseño de un clase J se caracteriza entonces por formas de onda de corriente y tensión a la salida tipo semi-sinusoide rectificada, con un solapamiento de fase entre las dos. Este modo de operación encaja muy bien dentro de lo que se conoce como técnicas de “diseño” de la forma de onda, descritas previamente por los autores en [7], [8]. El control independiente de la polarización y de la excitación, así como el load-pull activo multiarmónico, pueden ser usados en el “diseño” de las formas de onda de la corriente y de la tensión, respectivamente.

Armónico	Componente Normalizada de Tensión
1	$1.41 \angle 45^\circ$
2	$0.50 \angle -90^\circ$

Tabla 1. Terminaciones de carga del clase J ideal, asumiendo la existencia de dos armónicos.

La forma de onda de la tensión de salida de un clase J - asumiendo dos armónicos- se especifica en la tabla 1. Además, como se observa en la Fig. 1, que muestra las formas de onda de tensión y corriente extrínsecas simuladas, existe una correspondencia con las semi-sinusoides

rectificadas y con solapamiento de fase, que se muestran en [2] para un amplificador clase J.

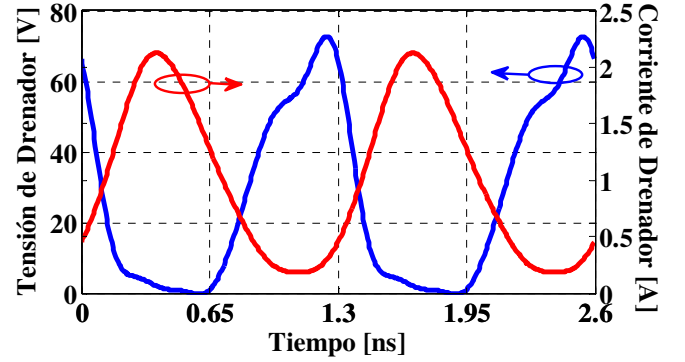


Fig. 1. Simulación de las formas de onda de tensión y corriente extrínsecas del amplificador clase J diseñado.

De la forma de onda de la tensión de salida se pueden encontrar las impedancias a sintetizar al fundamental y al segundo armónico, según (1) y (2), lo que define el criterio de adaptación [9].

$$Z_{f0} = R_L + jR_L \quad (1)$$

$$Z_{2f0} = 0 - j\frac{3\pi}{8} R_L \quad (2)$$

La teoría que fundamenta una clase J de amplificación ideal asume la inexistencia de una tercera componente armónica en la forma de onda de la tensión, y por lo tanto  $Z_{3f0}$  correspondiente a un cortocircuito. Este valor requerido de carga puede aproximarse fácilmente a través del efecto de la capacidad de salida del dispositivo como parte del diseño de la red de adaptación del amplificador de potencia.

## III. CONSIDERACIONES DE DISEÑO

Para el diseño del amplificador clase J en UHF (770 MHz) que se propone en este trabajo, se ha utilizado un transistor GaN HEMT de Cree Inc., el CGH35030. Se ha seguido una implementación de las redes de adaptación a la salida (multi-armónica), y a la entrada (al fundamental) usando bobinas y condensadores de alto factor de calidad. El esquemático del amplificador se muestra en la Fig. 2.

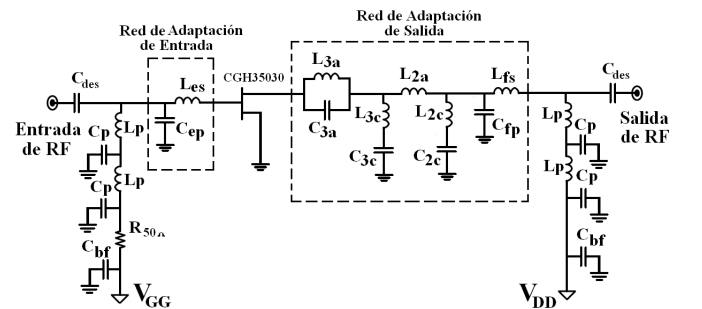


Fig. 2. Circuito esquemático del amplificador Clase J diseñado.

Los circuitos resonantes serie al tercer ( $L_{3c}$ - $C_{3c}$ ) y segundo armónico ( $L_{2c}$ - $C_{2c}$ ) permiten asegurar que las redes que se implementen a su derecha para la síntesis de la impedancia deseada a los armónicos inferiores no afectarán los valores

conseguidos con los elementos empleados a su izquierda. El circuito resonante paralelo al tercer armónico ( $L_{3a}-C_{3a}$ ), asegura una impedancia en el terminal de drenador cercana al abierto, de modo a que la terminación a este armónico en el drenador virtual (la fuente de corriente  $I_{ds}$ ) quede determinada por completo por la capacidad de salida del dispositivo (aun cuando no sea exactamente un cortocircuito, lo cual tampoco parece ser trascendental). El valor de inducción  $L_{2a}$  permite ajustar la impedancia deseada en drenador al segundo armónico, mientras se implementó una red C paralelo - L serie ( $C_{fp} - L_{fs}$ ) para conseguir la impedancia óptima al fundamental según los principios de operación previamente definidos para un clase J. Para el diseño de la red de adaptación de entrada se utilizó también una configuración L serie - paralelo ( $L_{es} - C_{ep}$ ), con el objetivo de lograr adaptación conjugada y maximizar entonces la ganancia y la PAE.

La red de polarización se implementó a partir de condensadores que a la frecuencia de diseño se comportaran como cortocircuitos, y de bobinas que funcionasen muy cerca del abierto. Para evitar inestabilidades, también se añadieron condensadores que ofreciesen una terminación cercana al corto en bajas frecuencias, así como una resistencia de  $50\ \Omega$  en la vía de polarización de puerta, que permitiría además limitar la corriente en caso de la entrada en conducción de la unión puerta - canal. Se añadieron además condensadores de desacoplo a la entrada y la salida del circuito para aislar la componente de continua y las redes de polarización.

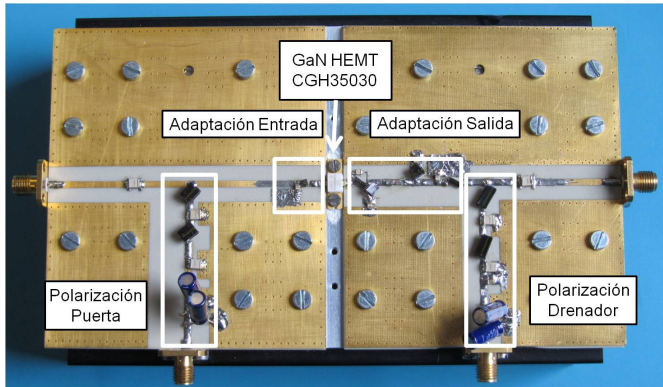


Fig. 3. Fotografía del amplificador Clase J implementado.

En la implementación del circuito (ver Fig. 3), se emplearon inductores de núcleo de aire de Coilcraft y capacitores cerámicos de ATC. El sustrato sobre el cual se fabricaron las redes de entrada y salida es el 25N de Arlon, de constante dieléctrica 3.38, altura 0.762 mm y espesor 70  $\mu\text{m}$ . Las dimensiones son de 90 mm de ancho por 160 mm de largo, y fue montado sobre una superficie de aluminio de cara a garantizar buena masa y adecuada disipación de potencia (los elevados valores de eficiencia alcanzados, y que se presentarán a continuación, permitirían incluso prescindir del disipador si se operase en onda continua o con una señal de baja relación PAPR).

#### IV. PRESTACIONES DEL AMPLIFICADOR CLASE J

En esta sección se muestran los resultados de simulación y caracterización obtenidos para el amplificador de potencia clase J diseñado, ante una excitación de onda continua.

#### A. Sistema Experimental de Caracterización

Las señales de excitación fueron enviadas al amplificador de potencia clase J a través del generador ESG E4438C de Agilent Technologies, una vez pre-amplificadas gracias al empleo de un amplificador de propósito general y banda ancha de MiniCircuits. Para la polarización de puerta y drenador se utilizaron fuentes de DC, también de Agilent. El sistema de caracterización implementado se muestra en la Fig. 4.

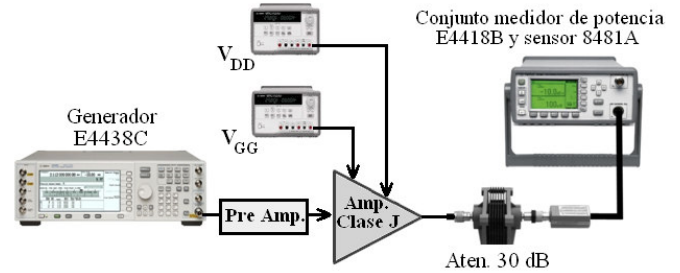


Fig. 4. Diagrama del sistema de caracterización empleado.

Para la medida de la potencia a la salida, y una vez garantizada la existencia de un nivel despreciable de contenido espectral en los armónicos superiores (gracias a una medida previa con un analizador de espectro), se utilizó el conjunto medidor de potencia E4418B y sensor 8481A de Agilent.

#### B. Resultados de Simulación y Medida

El funcionamiento del amplificador, frente a la potencia de la señal de RF de onda continua aplicada a su entrada se presenta en la Fig. 5.

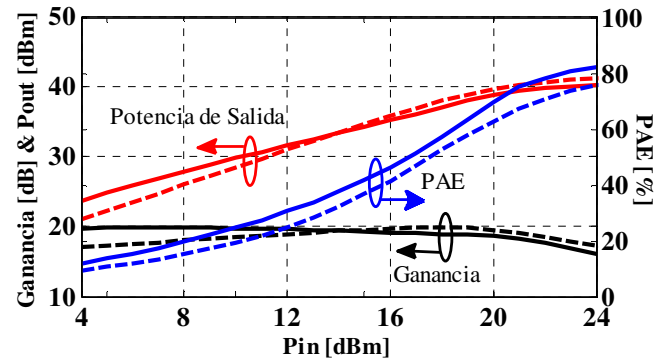


Fig. 5. Ganancia, potencia de salida y PAE simulados (discontinua) y medidos (continua) frente a la potencia de entrada, a  $V_{DD} = 22\text{V}$ ,  $V_{GG} = -3.2\text{V}$  y  $f_c = 770\text{ MHz}$ .

Las medidas se realizaron en el centro de la banda de interés, a 770 MHz. La tensión de drenador se fijó inicialmente en 22 V y la de puerta en -3.2 V, muy ligeramente por encima de la tensión de pinch-off del transistor. Para niveles de entrada muy altos, la potencia de salida se satura y la ganancia comienza a decrecer, mientras que la PAE continua creciendo. Para un nivel de excitación de 24 dBm se alcanza un valor máximo de PAE de 83.61%, una potencia de salida de 40.89 dBm (12.27 W) y una ganancia de 16.76 dB.

En la Fig. 6 se muestra el comportamiento del amplificador, en este caso frente a la tensión de drenador.

Estas características serían de interés si se desea modular dicha tensión con la envolvente, como ocurre en técnicas tipo envelope tracking (ET) o transmisores polares. La potencia de entrada se fijó en 24 dBm, valor para el cual la PAE alcanzó su valor máximo. Resulta interesante resaltar que, para un rango elevado de tensión, el valor de la eficiencia se mantiene por encima de 77%.

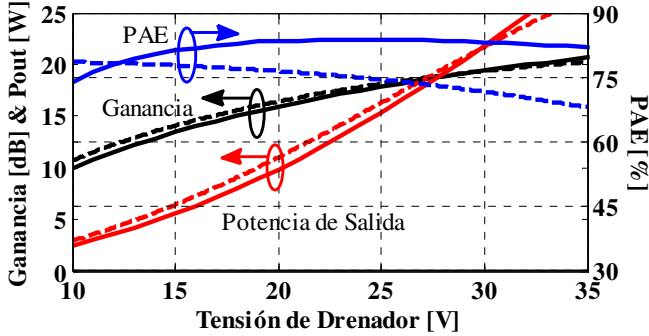


Fig. 6. Ganancia, potencia de salida y PAE simulados (discontinua) y medidos (continua) frente a tensión de drenador, a  $P_{in} = 24$  dBm,  $V_{GG} = -3.2$  V y  $f_c = 770$  MHz.

Los resultados de simulación y medida frente a la frecuencia se muestran finalmente en la Fig. 7. Se consigue una eficiencia de drenador de más 75% sobre un ancho de banda de 200 MHz (más de un 25% en términos de ancho de banda relativo o fraccional).

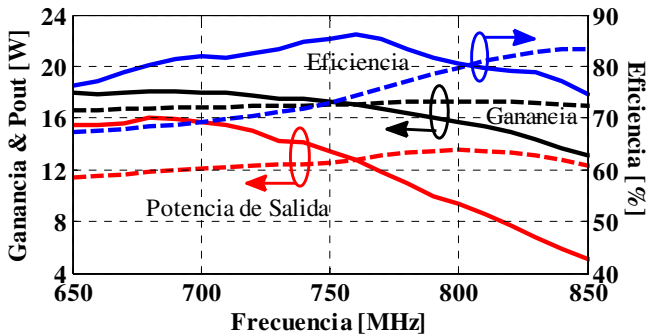


Fig. 7. Ganancia, potencia de salida y eficiencia de drenador simulados (discontinua) y medidos (continua) frente a frecuencia, a  $V_{DD} = 22$  V,  $V_{GG} = -3.2$  V y  $P_{in} = 24$  dBm.

La potencia de salida y la ganancia del amplificador resultan ligeramente variables a lo largo de la banda de frecuencia analizada, manteniendo una diferencia entre el valor máximo y mínimo de aproximadamente 4 dB.

En las medidas realizadas bajo régimen de onda continua, se ha verificado que las predicciones obtenidas de simulación no son siempre muy exactas. Esto es causado por diferentes factores, siendo el más significativo las incongruencias entre el modelo del transistor empleado y el comportamiento real del dispositivo. Son bien conocidas las limitaciones de muchos modelos no lineales para la predicción del comportamiento de amplificadores operados en modo conmutado.

## V. CONCLUSIONES

En este artículo se ha presentado el diseño e implementación de un amplificador de potencia clase J basado en un transistor GaN HEMT de 30 W en la banda de UHF. Los resultados medidos le sitúan cerca del estado-del-

arte en el diseño de amplificadores altamente eficientes con esta tecnología. Se logra alcanzar una eficiencia por encima del 80 %, para un rango de barrido de  $V_{DD}$  entre 10 y 35 V, y en el caso de la PAE frente a frecuencia se obtienen valores superiores al 70% para un ancho de banda de 200 MHz.

Como líneas futuras se propone el uso de amplificadores similares en la implementación de arquitecturas emergentes de transmisión tales como el transmisor polar y el "outphasing".

## AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren agradecer la financiación proporcionada por el Ministerio de Ciencia e Innovación (MICINN) a través de los proyectos TEC2008-06684-C03-01/TEC y CSD2008-00068, así como por la Agencia Española de Cooperación Internacional al Desarrollo (AECID) a través de la Acción Integrada D/031365/10.

J. A. García agradece además al Ministerio de Educación por su colaboración mediante la Ayuda de Movilidad Modo A para Profesores e Investigadores Senior (ref. PR2010-0202).

## REFERENCIAS

- [1] D. R. Parveg, P. Singerl, A. Wiesbauer, H. M. Nemati, C. Fager, "A Broadband, Efficient, Overdriven Class J RF power Amplifier for Burst Mode Operation," *Proc. 40th Eur. Microw. Conf.*, Nov. 2010, pp. 1666–1669.
- [2] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, 2<sup>nd</sup> ed. Boston, MA: Artech, 2006.
- [3] F. H. Raab, "Class-E, class-C, and class-F power amplifiers based upon a finite number of harmonics," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 8, pp. 1462–1468, Aug. 2001.
- [4] H. M. Nemati, C. Fager, M. Thorsell, and H. Zirath, "High-efficiency LDMOS power-amplifier design at 1 GHz using an optimized transistor model," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 7, pp. 1647–1654, Jul. 2009.
- [5] T. B. Mader, E. W. Bryerton, M. Markovic, M. Forman, and Z. Popovic, "Switched-mode high-efficiency microwave power amplifiers in a free-space power-combiner array," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, no. 10, pp. 1391–1398, Oct. 1998.
- [6] N. O. Sokal, A. D. Sokal, "Class E-A new class of high efficiency tuned single-ended switching power amplifiers," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 10, no. 3, Jun. 1975.
- [7] J. Benedikt, R. Gaddi, P. J. Tasker, M. Goss, and M. Zadeh, "High power time domain measurement system with active harmonic load-pull for high efficiency base station amplifier design," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, 2007, pp. 1459–1462.
- [8] P. Wright, A. Sheikh, C. Roff, P. J. Tasker, and J. Benedikt, "Highly efficient operation modes in GaN power transistors delivering upwards of 81% efficiency and 12W output power," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, 2008, pp. 1147–1150.
- [9] C. Roff, J. Benedikt, P. J. Tasker, D. J. Wallis, K. P. Hilton, J. O. Maclean, D. G. Hayes, M. J. Uren, and T. Martin, "Analysis of DC-RF dispersion in AlGaN/GaN HFETs using RF waveform engineering," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 56, no. 1, pp. 13–19, Jan. 2009.